

АДАПТИВНОЕ ОЦЕНИВАНИЕ ВЕКТОРА ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ПРИ НЕИЗВЕСТНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЯХ СТАТОРА И РОТОРА

Введение. Эффективность алгоритмов векторного управления асинхронными двигателями (АД) в значительной степени определяется точностью информации об активном сопротивлении роторной цепи [1], которое в машинах с короткозамкнутым ротором недоступно для непосредственного измерения и изменяется в процессе работы из-за нагрева. При значениях активного сопротивления ротора, отличающихся от используемых в алгоритме управления, происходит ухудшение показателей качества регулирования механических координат, нарушается асимптотичность управления модулем вектора потокосцепления, что в свою очередь приводит к повышению активных потерь в электрической машине.

Впервые аналитическое решение задачи идентификации активного сопротивления ротора, а также синтез адаптивного к этому параметру алгоритма управления угловой скоростью АД и его потоком получены в цикле работ [2] – [4]. При этом предполагается, что активное сопротивление статора известно. Задача одновременного оценивания активных сопротивлений статора и ротора впервые решена в [5]. Авторами синтезирован идентификатор, представляющий собой нелинейную динамическую систему 11-го порядка, в которой для преодоления проблемы нелинейной параметризации в правой части дифференциальных уравнений, выход которых не измеряется, введен в рассмотрение расширенный вектор состояния, включающий заряды статорной цепи. Хотя в условиях экспериментального тестирования предложенный идентификатор демонстрирует высокую эффективность, его реализация в коммерческих изделиях затруднительна из-за существенной сложности.

В настоящей работе предлагается новый алгоритм адаптивного наблюдателя вектора потокосцепления статора со свойством локальной экспоненциальной устойчивости, который имеет сложность в реализации, соизмеримую с типовыми неадаптивными наблюдателями полного порядка.

Математическая модель и цели управления. Математическая модель электрической подсистемы АД в условиях стандартных допущений [2], представленная в системе координат статора (a-b), имеет вид

$$\begin{aligned}\dot{z}_a &= -(R_{1N}/\sigma)i_{1a} + u_{1a}/\sigma - (\Delta R_1/\sigma)i_{1a} \\ \dot{z}_b &= -(R_{1N}/\sigma)i_{1b} + u_{1b}/\sigma - (\Delta R_1/\sigma)i_{1b} \\ \dot{i}_{1a} &= -\gamma_N i_{1a} - \omega i_{1b} + (R_{2N}/L_2)z_a + \omega z_b + u_{1a}/\sigma - (\Delta R_1/\sigma)i_{1a} - (\Delta R_2/L_2)[(L_m\beta + 1)i_{1a} - z_a] \\ \dot{i}_{1b} &= -\gamma_N i_{1b} + \omega i_{1a} + (R_{2N}/L_2)z_b - \omega z_a + u_{1b}/\sigma - (\Delta R_1/\sigma)i_{1b} - (\Delta R_2/L_2)[(L_m\beta + 1)i_{1b} - z_b],\end{aligned}\quad (1)$$

где $(z_a, z_b)^T, (i_{1a}, i_{1b})^T, (u_{1a}, u_{1b})^T$ – компоненты векторов потокосцепления статора (промасштабированного), тока и напряжения статора, ω – угловая скорость ротора. Положительные константы в (1) определены следующим образом:

$$\alpha = R_2/L_2, \beta = L_m/(L_2\sigma), \gamma = R_1/\sigma + \alpha L_m\beta, \sigma = L_1 - L_m^2/L_2,$$

где R_1, R_2, L_1, L_2 – активные сопротивления и индуктивности статора и ротора, L_m – индуктивность намагничивающего контура, $R_{1N}, R_{2N}, \Delta R_1, \Delta R_2$ – номинальные значения и вариации активных сопротивлений статора и ротора, $R_1 = R_{1N} + \Delta R_1 > 0, R_2 = R_{2N} + \Delta R_2 > 0, \gamma_N = (R_{1N}/\sigma + R_{2N}L_m\beta/L_2 + R_{2N}/L_2)$, одна пара полюсов принята без потери общности.

Рассмотрим следующую задачу адаптивного наблюдения для электрической подсистемы АД (1). Допустим, что:

А.1. В модели (1) измеряемыми являются компоненты векторов напряжения (u_{1a}, u_{1b}) и тока (i_{1a}, i_{1b}) статора, а также угловая скорость ω .

А.2. Все параметры модели (1) известны за исключением $R_1 > 0, R_2 > 0$.

А.3. Условия работы АД таковы, что $(z_a, z_b, i_{1a}, i_{1b}, u_{1a}, u_{1b}, \omega)$ являются ограниченными функциями времени и имеют ограниченную первую производную.

В условиях этих допущений для системы (1) необходимо синтезировать адаптивный наблюдатель, гарантирующий достижение следующих целей:

СО.1. Асимптотичность наблюдения вектора потокосцепления статора

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{z}_a, \tilde{z}_b) = 0, \tilde{z}_a = z_a - \hat{z}_a, \tilde{z}_b = z_b - \hat{z}_b,$$

где \hat{z}_a, \hat{z}_b – наблюдаемые значения z_a, z_b ;

СО.2. Асимптотичность оценивания активных сопротивлений статора и ротора

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\Delta \tilde{R}_1, \Delta \tilde{R}_2) = 0, \quad \Delta \tilde{R}_1 = \Delta R_1 - \Delta \hat{R}_1, \quad \Delta \tilde{R}_2 = \Delta R_2 - \Delta \hat{R}_2,$$

где $\Delta \hat{R}_1, \Delta \hat{R}_2$ – оценки неизвестных сопротивлений ΔR_1 и ΔR_2 .

Синтез адаптивного наблюдателя. Для системы (1) используем следующую базовую структуру наблюдателя

$$\begin{aligned} \dot{\hat{z}}_a &= -(R_{1N}/\sigma) \hat{i}_{1a} + u_{1a}/\sigma - (\Delta \hat{R}_1/\sigma) \hat{i}_{1a} - v_a \\ \dot{\hat{z}}_b &= -(R_{1N}/\sigma) \hat{i}_{1b} + u_{1b}/\sigma - (\Delta \hat{R}_1/\sigma) \hat{i}_{1b} - v_b \\ \dot{\hat{i}}_{1a} &= -\gamma_N \hat{i}_{1a} - \omega \hat{i}_{1b} + (R_{2N}/L_2) \hat{z}_a + \omega \hat{z}_b + u_{1a}/\sigma - (\Delta \hat{R}_1/\sigma) \hat{i}_{1a} - (\Delta \hat{R}_2/L_2) [(L_m \beta + 1) \hat{i}_{1a} - \hat{z}_a] + k_i \tilde{i}_{1a} \\ \dot{\hat{i}}_{1b} &= -\gamma_N \hat{i}_{1b} + \omega \hat{i}_{1a} + (R_{2N}/L_2) \hat{z}_b - \omega \hat{z}_a + u_{1b}/\sigma - (\Delta \hat{R}_1/\sigma) \hat{i}_{1b} - (\Delta \hat{R}_2/L_2) [(L_m \beta + 1) \hat{i}_{1b} - \hat{z}_b] + k_i \tilde{i}_{1b}, \end{aligned} \quad (2)$$

где $\tilde{i}_{1a} = \hat{i}_{1a} - i_{1a}$, $\tilde{i}_{1b} = \hat{i}_{1b} - i_{1b}$ – ошибки оценивания токов статора.

Из (1), (2) уравнения динамики ошибок наблюдения приобретают вид

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{z}}_a &= -\tilde{\alpha}_1 \tilde{i}_{1a} + v_a \\ \dot{\tilde{z}}_b &= -\tilde{\alpha}_1 \tilde{i}_{1b} + v_b \\ \dot{\tilde{i}}_{1a} &= -k_i \tilde{i}_{1a} + \alpha \tilde{z}_a + \omega \tilde{z}_b - \tilde{\alpha}_1 \tilde{i}_{1a} - \tilde{\alpha}_2 [(L_m \beta + 1) \tilde{i}_{1a} - \tilde{z}_a] \\ \dot{\tilde{i}}_{1b} &= -k_i \tilde{i}_{1b} + \alpha \tilde{z}_b - \omega \tilde{z}_a - \tilde{\alpha}_1 \tilde{i}_{1b} - \tilde{\alpha}_2 [(L_m \beta + 1) \tilde{i}_{1b} - \tilde{z}_b], \end{aligned} \quad (3)$$

$$\text{где } \tilde{\alpha}_2 = \alpha - \hat{\alpha} = \frac{\Delta \tilde{R}_2}{L_2}; \quad \tilde{\alpha}_1 = \frac{\Delta \tilde{R}_1}{\sigma}.$$

Синтез корректирующих обратных связей v_a и v_b основывается на идее построения грубых наблюдателей, впервые предложенной в [6]. Введем преобразование координат

$$\begin{aligned} \xi_a &= \alpha z_a + \omega z_b \\ \xi_b &= \alpha z_b - \omega z_a, \end{aligned} \quad (4)$$

а также сформируем корректирующие связи в виде

$$\begin{pmatrix} v_a \\ v_b \end{pmatrix} = -\frac{k_1}{\hat{\alpha}^2 + \omega^2} \begin{bmatrix} \hat{\alpha} & -\omega \\ \omega & \hat{\alpha} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{i}_{1a} \\ \tilde{i}_{1b} \end{pmatrix}, \quad k_1 > 0. \quad (5)$$

Из (3) – (5) уравнения динамики ошибок наблюдения приобретают вид

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\xi}}_a &= -k_1 \tilde{i}_{1a} + \eta_a (\tilde{\alpha}_1, \tilde{\alpha}_2, \tilde{i}_{1a}, \tilde{i}_{1b}, \xi_a, \xi_b, t) \\ \dot{\tilde{\xi}}_b &= -k_1 \tilde{i}_{1b} + \eta_b (\tilde{\alpha}_1, \tilde{\alpha}_2, \tilde{i}_{1a}, \tilde{i}_{1b}, \xi_a, \xi_b, t) \\ \dot{\tilde{i}}_{1a} &= -k_i \tilde{i}_{1a} + \xi_a - \tilde{\alpha}_1 \tilde{i}_{1a} - \tilde{\alpha}_2 [(L_m \beta + 1) \tilde{i}_{1a} - \tilde{z}_a] \\ \dot{\tilde{i}}_{1b} &= -k_i \tilde{i}_{1b} + \xi_b - \tilde{\alpha}_1 \tilde{i}_{1b} - \tilde{\alpha}_2 [(L_m \beta + 1) \tilde{i}_{1b} - \tilde{z}_b], \end{aligned} \quad (6)$$

где η_a и η_b – рассматриваются как возмущающие сигналы.

Для синтеза алгоритма идентификации активных сопротивлений статора и ротора рассмотрим следующую функцию Ляпунова

$$V = \frac{1}{2} \left[k_1^{-1} (\xi_a^2 + \xi_b^2) + (\tilde{i}_{1a}^2 + \tilde{i}_{1b}^2) + \gamma_1^{-1} \tilde{\alpha}_1^2 + \gamma_2^{-1} \tilde{\alpha}_2^2 \right] \quad (7)$$

Производная от V в силу решений (6) при $(\eta_a, \eta_b) = 0$ имеет вид

$$\dot{V} = -k_i (\tilde{i}_{1a}^2 + \tilde{i}_{1b}^2), \quad (8)$$

если

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\alpha}}_1 &= \gamma_1 (\tilde{i}_{1a} \tilde{i}_{1a} + \tilde{i}_{1b} \tilde{i}_{1b}) \\ \dot{\tilde{\alpha}}_2 &= \gamma_2 \{ [(L_m \beta + 1) \tilde{i}_{1a} - \tilde{z}_a] \tilde{i}_{1a} + [(L_m \beta + 1) \tilde{i}_{1b} - \tilde{z}_b] \tilde{i}_{1b} \} \end{aligned} \quad (9)$$

Из (7) и (8) следует, что сигналы $\xi_a, \xi_b, \tilde{i}_{1a}, \tilde{i}_{1b}, \tilde{\alpha}_1, \tilde{\alpha}_2$ – являются ограниченными, а из структурных свойств (6), имеющей явно выраженную линейную часть, следует что $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_{1a}, \tilde{i}_{1b}) = 0$.

Система (6) может быть представлена в таком стандартном виде

$$\begin{pmatrix} \dot{\tilde{i}}_{1a} \\ \dot{\tilde{i}}_{1b} \end{pmatrix} = -k_i \begin{pmatrix} \tilde{i}_{1a} \\ \tilde{i}_{1b} \end{pmatrix} + \mathbf{W}(t) \boldsymbol{\varphi} \\ \dot{\boldsymbol{\varphi}} = -\Gamma \mathbf{W}^T(t) \begin{pmatrix} \tilde{i}_{1a} \\ \tilde{i}_{1b} \end{pmatrix}, \Gamma > 0. \quad (10)$$

Используя теорему о персистентности возбуждения [7] устанавливаем, что, если $\int_0^T \mathbf{W}(t) \mathbf{W}^T(t) dt > 0$, то положение

равновесия $(\tilde{i}_{1a}, \tilde{i}_{1b}, \xi_a, \xi_b, \tilde{\alpha}_1, \tilde{\alpha}_2) = 0$ является глобально экспоненциально устойчивым при $(\eta_a, \eta_b) = 0$ в (6). Структура возмущений η_a, η_b такова, что при ограниченных $i_{1a}, i_{1b}, z_a, z_b, \omega, \dot{\omega}$ система (6), (9) будет локально экспоненциально устойчивой. Следуя результату [6], для робастификации (6), (9) относительно возмущений η_a и η_b настроечные параметры k_i, k_1 наблюдателя выбираются в форме $k_1 = a_1/\varepsilon, k_2 = a_1/\varepsilon^2$, где $\varepsilon > 0$ – малый положительный параметр. При такой настройке (6), (9) представляется в стандартном для сингулярно вырожденных систем виде с $x_a = \tilde{i}_{1a}/\varepsilon, x_b = \tilde{i}_{1b}/\varepsilon$:

$$\begin{aligned} \varepsilon \dot{\xi}_a &= -a_2 x_a + \varepsilon \eta_a \\ \varepsilon \dot{\xi}_b &= -a_2 x_b + \varepsilon \eta_b \\ \varepsilon \dot{x}_a &= -a_1 x_a + \xi_a - \tilde{\alpha}_1 i_{1a} - \tilde{\alpha}_2 [(L_m \beta + 1) i_{1a} - \hat{z}_a] \\ \varepsilon \dot{x}_b &= -a_1 x_b + \xi_b - \tilde{\alpha}_1 i_{1b} - \tilde{\alpha}_2 [(L_m \beta + 1) i_{1b} - \hat{z}_b] \\ \dot{\tilde{\alpha}}_1 &= \gamma_1 \varepsilon (x_a i_{1a} + x_b i_{1b}) \\ \dot{\tilde{\alpha}}_2 &= \gamma_2 \varepsilon \{ [(L_m \beta + 1) i_{1a} - \hat{z}_a] x_a + [(L_m \beta + 1) i_{1b} - \hat{z}_b] x_b \} \end{aligned} \quad (11)$$

В системе (11) $(\xi_a, \xi_b, x_a, x_b)^T$ – вектор быстрых переменных, а $(\tilde{\alpha}_1, \tilde{\alpha}_2)^T$ – медленных переменных, возмущения η_a и η_b масштабируются малым положительным параметром ε .

Экспериментальное тестирование адаптивного наблюдателя

Экспериментальные исследования адаптивного наблюдателя (2) выполнены на станции быстрого прототипного тестирования алгоритмов управления электроприводами [8]. В процессе тестирования АД, параметры которого даны в таблице 1, использована следующая последовательность управления:

- на начальном интервале времени 0÷0.25 с машина возбуждается, траектория заданного потока начинается с $\psi_2^*(0) = 0.02$ Вб и достигает установившегося значения 0.90 Вб с первой производной, равной 3.52 Вб/с;
- начиная с $t = 0.6$ с двигатель без нагрузки разгоняется по заданной траектории скорости, которая имеет нулевое начальное значение и достигает 50 рад/с с первой и второй производными, равными 714 рад/с² и 23810 рад/с³ соответственно;
- в момент времени $t = 0.8$ с к валу двигателя прикладывается номинальный момент нагрузки и поддерживается на постоянном уровне до конца теста.

Заданные траектории магнитного потока, угловой скорости и профиль момента нагрузки показаны на Рис. 1. Вариации активных сопротивлений статора и ротора вводились непосредственно в уравнения наблюдателя при его инициализации. Настроечные коэффициенты наблюдателя равны: $\gamma_1 = 40, \gamma_2 = 1200, k_1 = 32000, k_2 = 800$.

Таблица 1.

Параметр	Значение	Параметр	Значение
Номинальная мощность	0.75 кВт	L_1	0.95 Г
Номинальный ток	2.1 А	L_2	0.95 Г
Номинальная скорость	300 рад/с	L_m	0.91 Г
R_1	12.1 Ом	Момент инерции	0.0035 кг·м ²
R_2	5.0 Ом	Коэфф. вязкого трения	0.002 Нм/(рад/с)

Графики переходных процессов при векторном управлении АД показаны на Рис. 2. Представленные на Рис. 3 ошибки оценивания статорных токов свидетельствуют об асимптотической сходимости наблюдателя. На Рис. 4 – 7 показаны ошибки оценивания активных сопротивлений статора и ротора при различных начальных значениях $\hat{R}_1(0)$ и $\hat{R}_2(0)$. Из графиков на Рис. 4 – 7 видно, что синтезированный адаптивный наблюдатель обеспечивает асимптотическую оценку активных сопротивлений статора и ротора в диапазоне их изменения, относительно номинальных значений, достаточном для практических применений.

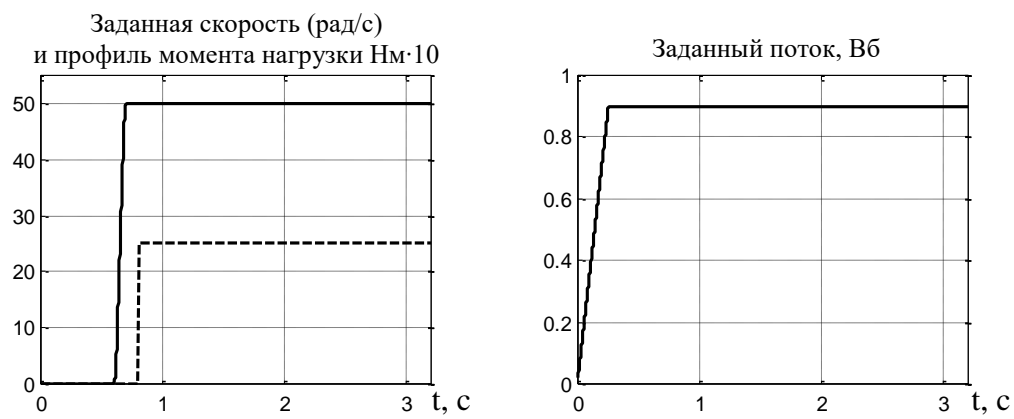


Рис. 1. Заданные траектории скорости, потокоцепления и профиль момента нагрузки

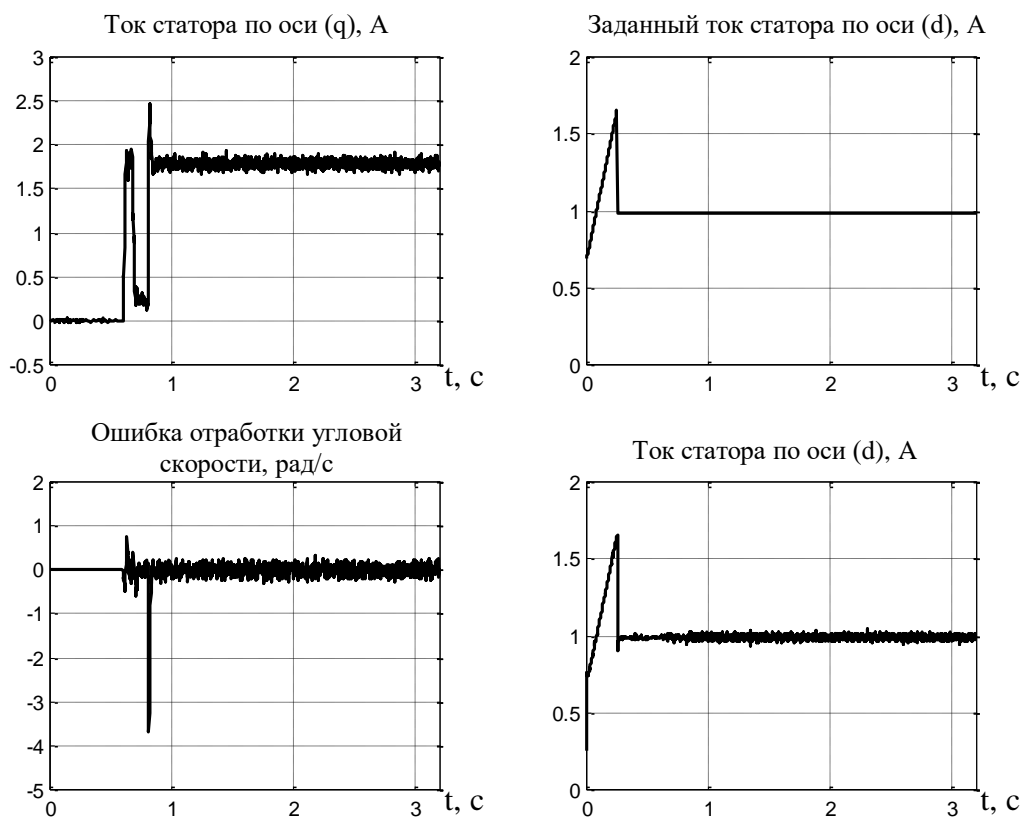


Рис. 2. Переходные процессы алгоритма векторного управления

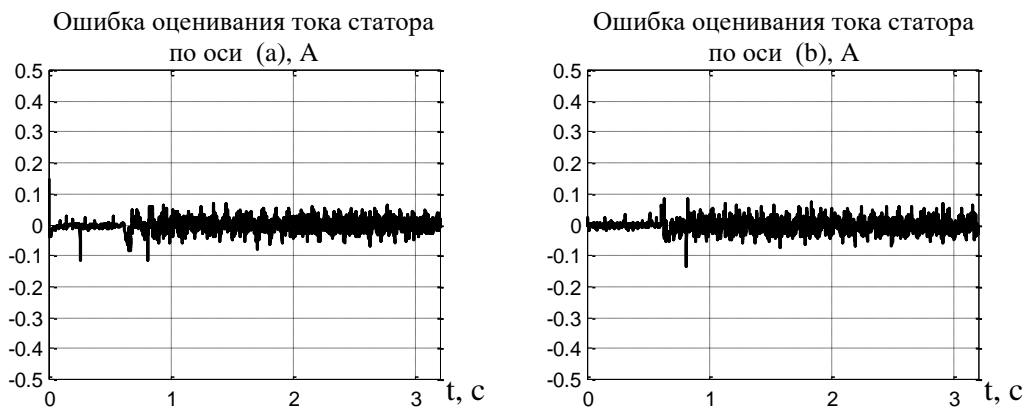


Рис.3. Ошибки оценивания тока статора

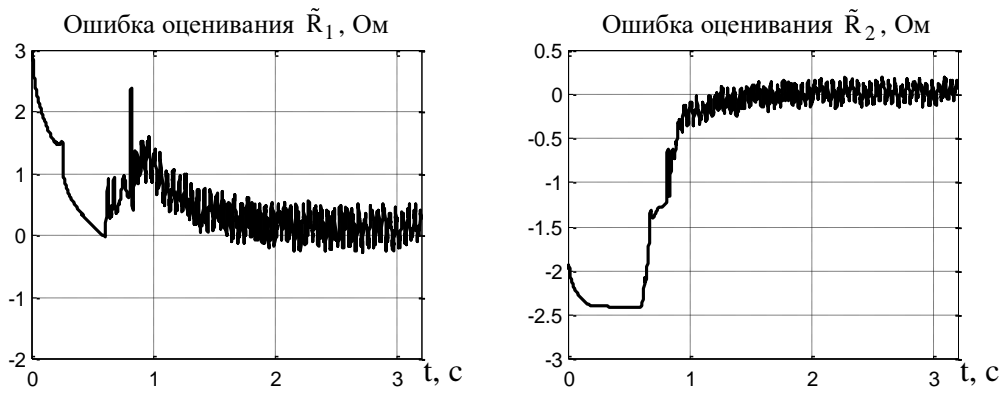


Рис. 4. Ошибки оценивания сопротивлений статора и ротора при $\hat{R}_1(0) = 9.4$ Ом, $\hat{R}_2(0) = 7$ Ом

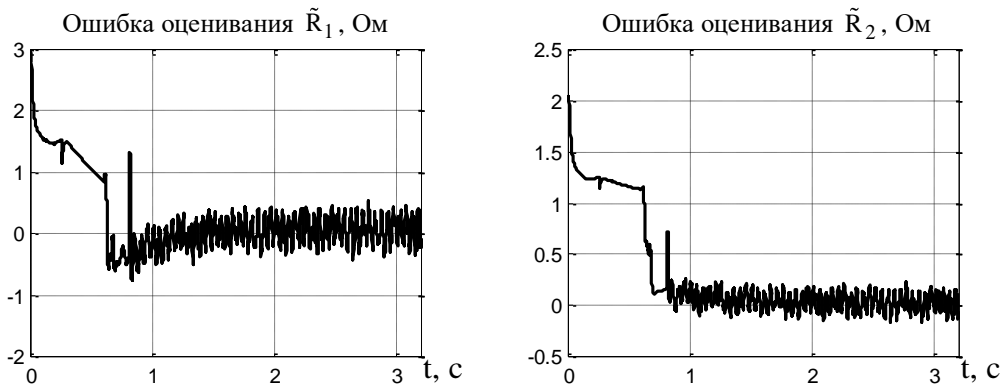


Рис. 5. Ошибки оценивания сопротивлений статора и ротора при $\hat{R}_1(0) = 9.4$ Ом, $\hat{R}_2(0) = 3$ Ом

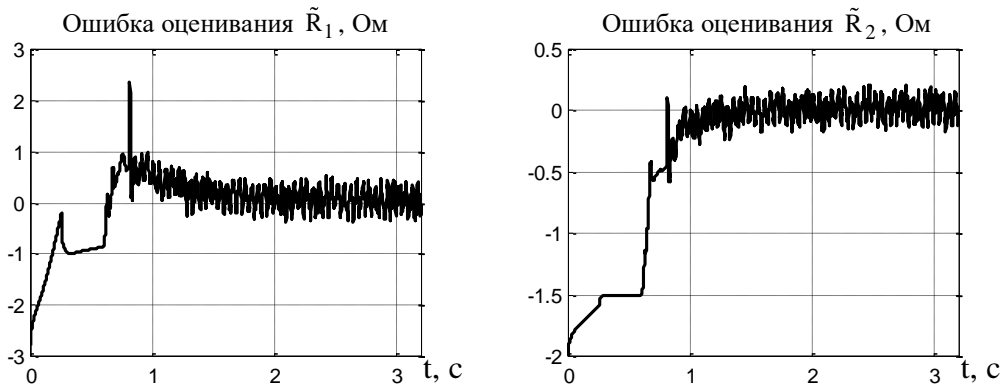


Рис. 6. Ошибки оценивания сопротивлений статора и ротора при $\hat{R}_1(0) = 15$ Ом, $\hat{R}_2(0) = 7$ Ом

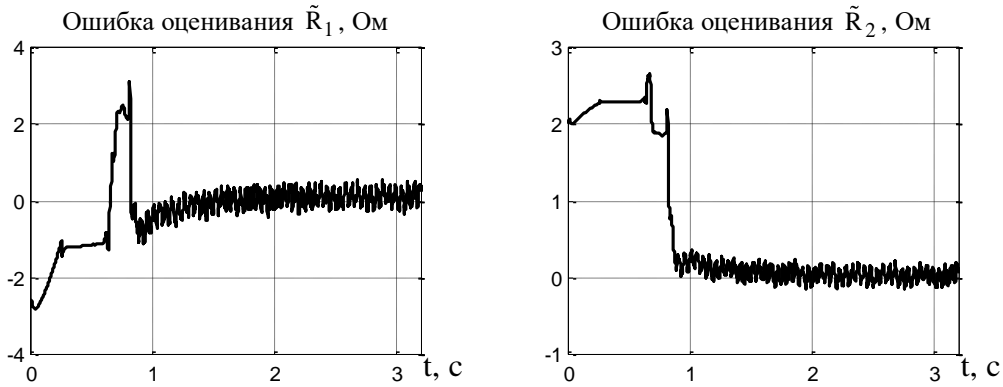


Рис. 7. Ошибки оценивания сопротивлений статора и ротора при $\hat{R}_1(0) = 15$ Ом, $\hat{R}_2(0) = 3$ Ом

Заключение

Получено аналитическое решение задачи адаптивного наблюдения вектора потокосцепления статора АД при неизвестных активных сопротивлениях статора и ротора. Адаптивный наблюдатель, синтезированный с

использованием второго метода Ляпунова и теории робастных систем, представляет собой нелинейную динамическую систему шестого порядка и гарантирует локальное асимптотическое наблюдение вектора потокосцепления статора с одновременным асимптотическим оцениванием активных сопротивлений статора и ротора. Результаты экспериментального тестирования подтверждают эффективность полученного решения.

Литература

- [1]. W. Leonhard. Control of Electric Drives. –Springer-Verlag, Berlin, 1995.
- [2]. Marino R., Peresada S. and Tomei P. Exponentially convergent rotor resistance estimation for inductions motors // IEEE Trans. on Industrial Electronics. –1995. –Vol. 42, No. 5. –P. 508–515.
- [3]. Marino R., Peresada S. and Tomei P. Output feedback control of current-fed induction motors with unknown rotor resistance // IEEE Trans. on Control Systems Technology. –1996. –Vol. 4, No. 4. –P. 336–347.
- [4]. Marino R., Peresada S. and Tomei P. Global adaptive output feedback control of induction motors with uncertain rotor resistance // IEEE Trans. on Automatic Control. –1999. –Vol. 44, No. 6. –P. 967–983.
- [5]. Marino R., Peresada S. and Tomei P. On-line stator and rotor resistance identification in induction motor // IEEE Trans. on Control Systems Technology. –2000. –Vol. 8. –P. 570–579.
- [6]. A. N. Atassi and H. K. Khalil. A separation principle for the control of a class of nonlinear systems. // IEEE Trans. Autom. Control. –No. 46. –2001.
- [7]. Narendra K. S. and Annaswamy A. M. Stable Adaptive Systems. –New Jersey, Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1989. –496p.
- [8]. Пересада С., Ковбаса С., Тониэлли А. Станция быстрого моделирования алгоритмов управления электроприводом // Вестник Харьковского государственного политехнического университета. – 1999. – С. 190–193.